

**Phase-noise waveform quality measuring device e.g. for analyzing clock signal, determines instantaneous phase of signal and removes linear phase to obtain phase-noise waveform**

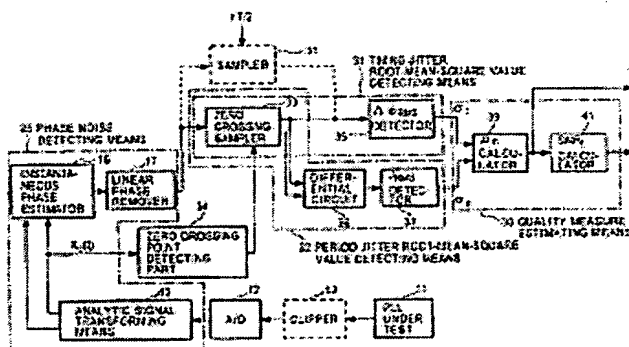
**Patent number:** DE10114410  
**Publication date:** 2001-10-31  
**Inventor:** YAMAGUCHI TAKAHIRO [JP]; SOMA MANI [US];  
 ISHIDA MASAHIRO [JP]  
**Applicant:** ADVANTEST CORP [JP];; SOMA MANI [US]  
**Classification:**  
 - international: G01R29/02  
 - european: G01R29/26  
**Application number:** DE20011014410 20010323  
**Priority number(s):** US20000538186 20000329

Also published as:

US 6735538 (B1)  
 J P2001337121 (A)

# **Abstract of DE10114410**

The device includes an analysis signal transformation device for transforming an input signal into a complex analysis signal. An instantaneous phase estimator determines the instantaneous phase of the analysis signal. A linear phase removal device removes the linear phase from the instantaneous phase of the analysis signal to obtain a phase-noise waveform. A quality measurement estimator determines a measure of quality of the phase-noise waveform. An Independent claim is included for a method of measuring the quality of a phase-noise waveform.



Data supplied from the esp@cenet database - Worldwide



①9 BUNDESREPUBLIK  
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES  
PATENT- UND  
MARKENAMT

⑫ **Offenlegungsschrift**  
⑩ **DE 101 14 410 A 1**

⑤ Int. Cl.<sup>7</sup>:  
**G 01 R 29/02**

⑳ Aktenzeichen: 101 14 410.5  
㉔ Anmeldetag: 23. 3. 2001  
㉕ Offenlegungstag: 31. 10. 2001

DE 101 14 410 A 1

③0 Unionspriorität:  
538186 29. 03. 2000 US

㉑ Anmelder:  
Advantest Corp., Tokio/Tokyo, JP; Soma, Mani,  
Seattle, Wash., US

㉒ Vertreter:  
Hoffmann, E., Dipl.-Ing., Pat.-Anw., 82166  
Gräfelfing

㉓ Erfinder:  
Yamaguchi, Takahiro, Tokio/Tokyo, JP; Soma, Mani,  
Seattle, Wash., US; Ishida, Masahiro, Tokio/Tokyo,  
JP

**Die folgenden Angaben sind den vom Anmelder eingereichten Unterlagen entnommen**

Prüfungsantrag gem. § 44 PatG ist gestellt

⑤4 Vorrichtung und Verfahren zum Messen eines Qualitätsmaßes einer Phasenrausch-Wellenform

⑤7 Ein Taktsignal  $x_c(t)$ , das in ein digitales Signal umgesetzt wurde, wird in ein komplexes analytisches Signal  $z_c(t)$  transformiert, und die Momentanphase  $\theta$  von  $z_c(t)$  wird geschätzt. Eine Linearphase wird aus  $\theta$  entfernt, um eine Phasenrausch-Wellenform  $\Delta\Phi(t)$  zu ermitteln.  $\Delta\Phi(t)$  wird mit einer Zeitlage nahe einer Nulldurchgangszeitlage von  $x_c(t)$  abgetastet, um die  $\Delta\Phi(t)$ -Abtastung zu entnehmen. Der quadratische Mittelwert  $\sigma$ , der  $\Delta\Phi(t)$ -Abtastwerte wird ermittelt, und es wird außerdem eine Differenzwellenform der entnommenen  $\Delta\Phi(t)$ -Abtastwerte ermittelt, um einen Periodenjitter  $J_p$  zu ermitteln. Dann wird der quadratische Mittelwert  $\sigma_p$  von  $J_p$  ermittelt, um einen Korrelationskoeffizienten  $\sigma_{tt} = 1 - (\sigma_p^2 / (2\sigma_t^2))$  zu berechnen. Falls erforderlich, wird ein  $SNR_t = \rho_{tt}^2 / (1 - \rho_{tt}^2)$  ermittelt.  $\rho_{tt}$  und/oder der  $SNR_t$  wird als Qualitätsmaß des Taktsignals definiert.

DE 101 14 410 A 1

## HINTERGRUND DER ERFINDUNG

5 [0001] Die vorliegende Erfindung betrifft eine Vorrichtung und ein Verfahren zum Messen eines Qualitätsmaßes eines Taktsignals, das beispielsweise einen Mikroprozessor treibt.

[0002] Jitter wird herkömmlich als Maß zum Abschätzen der Qualität eines Taktsignals eines Mikroprozessors verwendet.

10 [0003] Es gibt übrigens zwei Arten von Jitter, d. h. einen Periodenjitter und einen Zeitlagejitter. Wie in Fig. 1A gezeigt, ist bei einem jitterfreien idealen Taktsignal beispielsweise das Intervall  $T_{int}$  zwischen benachbarten Anstiegspunkten konstant, wie durch eine gestrichelte Wellenform angegeben, und in diesem Fall ist der Periodenjitter Null. Bei einem tatsächlichen Taktsignal fluktuiert die Anstiegsflanke von einem Pfeil zur vorderen Seite oder zur hinteren Seite hin, d. h., das Intervall  $T_{int}$  zwischen benachbarten Anstiegspunkten fluktuiert, und diese Fluktuation des Intervalls ist ein Periodenjitter. Beispielsweise im Fall einer Sinuswelle, die keine rechteckige Wellenform wie ein Taktsignal aufweist, ist die

15 Fluktuation des Intervalls  $T_{int}$  zwischen Nulldurchgangspunkten ebenfalls ein Periodenjitter.

[0004] Wie in Fig. 18 gezeigt, ist, wenn von einer jitterfreien Rechteckwellenform angenommen wird, daß sie die gestrichelte Wellenform ist, die Breite  $\Delta\phi$  der Abweichung eines tatsächlichen Anstiegspunkts (durchgezogene Linie) von einem normalen Anstiegspunkt (gestrichelte Linie) ein Zeitlagejitter im Fall einer Jitter enthaltenden Rechteckwellenform.

20 [0005] Eine herkömmliche Messung von Periodenjitter wird durch einen Zeitintervallanalysator ausgeführt (nachstehend wird dieses Meßverfahren als Zeitintervallverfahren oder TIA-Verfahren bezeichnet). Dies ist gezeigt in "Phase Digitizing Sharpens Timing Measurements" von David Chu, IEEE Spectrum, Seiten 28–32, 1988, und "Time Domain Analysis and Its Practical Application to the Measurement of Phase Noise and Jitter" von Lee D. Cosart et al., IEEE Trans. Meas., Band 46, Seiten 1016–1019, 1997. Dieses Zeitintervallverfahren ist ein Verfahren, bei dem Nulldurchgangspunkte eines im Test befindlichen Signals gezählt werden, die verstrichene Zeit gemessen wird und die Zeitfluktuation zwischen Nulldurchgangspunkten ermittelt wird, um den Periodenjitter zu ermitteln. Außerdem wird der quadratische Mittelwert des Periodenjitters ermittelt.

25 [0006] Als herkömmliche Zeitlagejittermessung gibt es ein Verfahren, bei dem ein Zeitlagejitter durch Messen eines Phasenrausch-Spektrums im Frequenzbereich gemessen wird, und jene Spektren werden summiert, um einen quadratischen Mittelwert von Zeitlagejittern zu schätzen.

30 [0007] Die Erfinder der vorliegenden Erfindung haben ein Verfahren zur Messung von Jitter vorgeschlagen, wie es nachstehend in einem Artikel mit dem Titel "An Application of An Instantaneous Phase Estimating Method to A Jitter Measurement" in einem technischen Report "Probo", Seiten 9–16, herausgegeben von Probo Editorial Room of ADVANTEST CORPORATION, 12. November 1999, beschrieben ist. Das heißt, wie in Fig. 2 gezeigt, wird eine analoge Taktsignalwellenform von einer im Test befindlichen PLL-Schaltung (Phase locked loop) 11 von einem Analog/Digital-Umsetzer 12 in ein digitales Taktsignal  $x_c(t)$  umgesetzt, und das digitale Taktsignal  $x_c(t)$  wird an einen als Analytiksignaltransformationsanordnung 13 dienenden Hilbert-Paar-Generator 14 geliefert, in dem das digitale Taktsignal  $x_c(t)$  in ein analytisches Signal  $z_c(t)$  transformiert wird.

[0008] Ein Taktsignal  $x_c(t)$  ist nun wie folgt definiert.

$$40 \quad x_c(t) = A_c \cos(2\pi f_c t + \theta_c + \Delta\phi(t))$$

$A_c$  und  $f_c$  sind Nominalwerte der Amplitude bzw. der Frequenz des Taktsignals,  $\theta_c$  ist ein Anfangsphasenwinkel, und  $\Delta\phi(t)$  ist eine Phasenfluktuation, die als Phasenrauschen bezeichnet wird.

45 [0009] Das Taktsignal  $x_c(t)$  wird von einem Hilbert-Transformator 15 in dem Hilbert-Paar-Generator 14 Hilbert-transformiert, um die folgende Gleichung zu erhalten.

$$\hat{x}(t) = H[x_c(t)] = A_c \sin(2\pi f_c t + \theta_c + \Delta\phi(t))$$

50 Dann wird ein analytisches Signal  $z_c(t)$  mit  $x_c(t)$  und  $\hat{x}_c(t)$  als Realteil bzw. Imaginärteil wie folgt ermittelt.

$$z_c(t) = x_c(t) + j \hat{x}_c(t) \\ = A_c \cos(2\pi f_c t + \theta_c + \Delta\phi(t)) + j A_c \sin(2\pi f_c t + \Delta\phi(t))$$

55 [0010] Aus diesem analytischen Signal  $z_c(t)$  kann eine Momentanphase  $\Theta(t)$  des Taktsignals  $x_c(t)$  durch eine Momentanphasenschätzfunktion 16 wie folgt geschätzt werden.

$$\Theta(T) = [2\pi f_c t + \theta_c + \Delta\phi(t)] \bmod 2\pi$$

60 [0011] Eine Linearphase wird aus dieser Momentanphase  $\Theta(t)$  von einem Linearphasenentferner 17 entfernt, um eine Phasenrausch-Wellenform  $\Delta\phi(t)$  zu ermitteln. D. h., in dem Linearphasenentferner 17 wendet ein Dauerphasenumsetzteil 18 ein Phasenabwicklungsverfahren auf die Momentanphase  $\Theta(t)$  an, um eine Dauerphase  $\theta(t)$  wie folgt zu ermitteln.

$$\theta(t) = 2\pi f_c t + \theta_c + \Delta\phi(t)$$

65 [0012] Das Phasenabwicklungsverfahren ist gezeigt in "A New Phase Unwrapping Algorithm" von Jose M. Tribolet, IEEE Trans. Acoustic., Speech, Signal Processing, Band ASSP-25, Seiten 170–177, 1977 und in "On Frequency-Domain and Time-Domain Phase Unwrapping" von Kuno P. Zimmermann, Proc. IEEE Band 75, Seiten 519–520, 1987.

[0013] Die Linearphase  $[2\pi f_c t + \theta_c]$  der Dauerphase  $\theta(t)$  wird von einer Linearphasenauswertefunktion 19 unter Verwendung eines Lineartrendschätzverfahrens geschätzt. Diese geschätzte Linearphase  $[2\pi f_c t + \theta_c]$  wird durch einen Subtrahierer 21 von der Dauerphase  $\theta(t)$  subtrahiert, um den variablen Term  $\Delta\phi(t)$  der Momentanphase  $\Theta(t)$ , d. h. die Phasenrausch-Wellenform, wie folgt zu ermitteln.

$$\theta(t) = \Delta\phi(t)$$

[0014] Die so ermittelte Phasenrausch-Wellenform  $\Delta\phi(t)$  wird in einen Spitze-Spitze-Detektor 22 eingegeben, in dem die Differenz zwischen dem Maximum-Spitzenwert  $\max(\Delta\phi(k))$  und dem Minimum-Spitzenwert  $\min(\Delta\phi(l))$  von  $\Delta\phi(t)$  berechnet wird, um einen Spitzenwert  $\Delta\phi_{pp}$  der Zeitlagejitter wie folgt zu ermitteln.

$$\Delta\phi_{pp} = \max_k(\Delta\phi(k)) - \min_l(\Delta\phi(l))$$

[0015] Außerdem wird die Phasenrausch-Wellenform  $\Delta\phi(t)$  in einen Detektor 23 für den quadratischen Mittelwert eingegeben, in dem der quadratische Mittelwert der Phasenrausch-Wellenform  $\Delta\phi(t)$  unter Verwendung der folgenden Gleichung berechnet wird, um den quadratischen Mittelwert  $\Delta\phi_{RMS}$  der Zeitlagejitter zu ermitteln.

$$\Delta\phi_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \Delta\phi^2(k)}$$

[0016] Ein Verfahren, um auf diese Weise einen Spitzenwert von Zeitlagejittern und/oder einen quadratischen Mittelwert von Zeitlagejittern aus der Phasenrausch-Wellenform  $\Delta\phi(t)$  zu ermitteln, wird als  $\Delta\phi$ -Verfahren bezeichnet. Bei dem  $\Delta\phi$ -Verfahren kann eine Jittermessung in einer Testzeit in der Größenordnung von 100 ms ausgeführt werden, da die Meßpunkte nicht auf Nulldurchgangspunkte beschränkt sind. In Fig. 2 bilden die Analytiksinaltransformationsanordnung 13, die Momentanphasenschätzfunktion 16 und der Linearphasenentferner 17 eine Phasenrausch-Erfassungsanordnung 25.

[0017] Im Fall eines Jitters, bei dem jede Anstiegsflanke eines Taktsignals in der gleichen Richtung in einem im wesentlichen gleichen Ausmaß fluktuiert, wird ein von diesem Taktsignal getriebener Mikroprozessor nicht zu stark von dem Jitter beeinflusst. Bei einem Design einer PLL-Schaltung, die ein Taktsignal erzeugt, ist ein Korrelationskoeffizient zwischen den Anstiegsflanken des Taktsignals wichtig. Der Korrelationskoeffizient nimmt einen Wert von -1 bis +1 an. Wenn beispielsweise dieser Wert 0,6 ist, ist ersichtlich, daß die PLL-Schaltung Raum für eine Verbesserung des Korrelationskoeffizienten um 0,4 besitzt. Es kann angenommen werden, daß eine Fluktuation zwischen benachbarten Anstiegsflanken eines Taktsignals aus einer linearen Fluktuation (Signal), bei der die Fluktuation einer nachfolgenden Anstiegsflanke von der Fluktuation einer unmittelbar vorhergehenden Anstiegsflanke abhängt, und einer Fluktuation (Rauschen) besteht, bei der die Fluktuation einer nachfolgenden Anstiegsflanke keinen Bezug zur Fluktuation der unmittelbar vorhergehenden Anstiegsflanke aufweist, wobei ein Rauschabstand einer Fluktuation einer Anstiegsflanke definiert werden kann. Ein derartiger Korrelationskoeffizient oder ein Rauschabstand kann korrekter, als es ein quadratischer Mittelwert von Periodenjittern oder ein quadratischer Mittelwert von Zeitlagejittern kann, klarstellen, ob beispielsweise eine PLL-Schaltung im Leistungsbereich nahe ihrer theoretischen Grenze arbeitet oder nicht. Wenn außerdem ein derartiger Korrelationskoeffizient oder ein derartiges Signal-Rauschverhältnis gemessen werden kann, sind sie effektiv für einen Test einer PLL-Schaltung oder ähnlichem. Es wurde jedoch bis zum heutigen Tag noch kein Verfahren zum Messen eines derartigen Korrelationskoeffizienten oder eines Rauschabstands zwischen Nulldurchgängen eines Signals, nämlich ein Qualitätsmaß einer Phasenrausch-Wellenform, vorgeschlagen.

[0018] Es ist eine Aufgabe der vorliegenden Erfindung, eine Vorrichtung und ein Verfahren zu schaffen, die ein Qualitätsmaß einer Phasenrausch-Wellenform messen können.

## ZUSAMMENFASSUNG DER ERFINDUNG

[0019] Gemäß einem Verfahren der vorliegenden Erfindung wird ein Eingangssignal in ein komplexes analytisches Signal transformiert, und eine Momentanphase des analytischen Signals wird ermittelt. Eine Linearphase wird aus der Momentanphase entfernt, um eine Phasenrausch-Wellenform zu ermitteln, und ein Korrelationskoeffizient und/oder ein Rauschabstand der Phasenrausch-Wellenform, d. h. ein Qualitätsmaß der Phasenrausch-Wellenform, wird aus der Phasenrausch-Wellenform ermittelt. D. h., erfindungsgemäß wird ein Qualitätsmaß durch das vorgenannte  $\Delta\phi$ -Verfahren ermittelt.

[0020] Ein Rauschabstand wird aus dem Korrelationskoeffizienten ermittelt. Nachstehend wird ein Prinzip zum Ermitteln eines Korrelationskoeffizienten und außerdem zum Ermitteln eines Rauschabstands aus dem Korrelationskoeffizienten erläutert.

[0021] Ein Korrelationskoeffizient  $\rho_n(T)$  zwischen benachbarten Nulldurchgangspunkten  $nT$  und  $(n+1)T$  eines Momentanzeitlagejitters  $\{\Delta\phi(nT)\}$  ( $T$  ist die Periode des Taktsignals) wird wie folgt ermittelt.

[0022] Ein Periodenjitter  $J_p$  wird aus der Differenz zwischen zwei Zeitlagejittern  $\Delta\phi(nT)$  und  $\Delta\phi((n+1)T)$  eines Eingangssignals, die jeweils einen Abstand von einer Periode  $T$  voneinander aufweisen, ermittelt. Die Varianz  $\sigma_p^2(T)$  dieses Periodenjitters  $J_p$  wird durch die folgende Gleichung als Erwartungswert des Periodenjitters  $J_p$  ermittelt.

$$\begin{aligned}\sigma_p^2(T) &= E\{(\Delta\phi((n+1)T) - \Delta\phi(T))^2\} \\ &= E\{(\Delta\phi((n+1)T))^2\} - 2E\{\Delta\phi((n+1)T)\Delta\phi(T)\} + E\{(\Delta\phi(T))^2\} \\ &= \sigma_t^2 - 2 \frac{E\{\Delta\phi((n+1)T)\Delta\phi(T)\}}{\sigma_t \sigma_t} \sigma_t \sigma_t + \sigma_t^2\end{aligned}$$

[0023] In diesem Fall ist  $\sigma_t^2$  die Varianz von Zeitlagejitter  $\Delta\phi(T)$ .

[0024] Aus den Gleichungen (7-6) und (7-8) auf Seite 150 von "Probability, Random Variables, and Stochastic Processes" von A. Papoulis, 2. Auflage, McGraw-Hill Book Company und aus der Tatsache, daß sowohl  $\Delta\phi(nT)$  als auch  $\Delta\phi((n+1)T)$  eine Abweichung von einem Mittelwert ist, ist

$$\frac{E\{\Delta\phi((n+1)T)\Delta\phi(T)\}}{\sigma_t \sigma_t}$$

ein Korrelationskoeffizient  $\rho_{tt}$  zwischen  $\Delta\phi(nT)$  und  $\Delta\phi((n+1)T)$ . Somit wird die folgende Gleichung ermittelt.

$$\sigma_p^2(T) = 2(1 - \rho_{tt}(T)) \sigma_t^2(T) \quad (1)$$

[0025] Dies kann wie folgt umgeschrieben werden.

$$\rho_{tt}(T) = 1 - \frac{\sigma_p^2(T)}{2\sigma_t^2(T)} \quad (2)$$

[0026] In der obigen Gleichung ist  $\sigma_p(T)$  der quadratische Mittelwert der Periodenjitter  $J_p$ , und  $\sigma_t(T)$  ist der quadratische Mittelwert der Zeitlagejitter  $\Delta\phi(T)$ .

[0027] Alternativ kann aus der Definition eines Korrelationskoeffizienten ein Korrelationskoeffizient  $\sigma_{tt}(T)$  durch die folgende Gleichung unter Verwendung von Zeitlagejitter  $\{\Delta\phi(nT)\}$  ermittelt werden.

$$\rho_{tt}(T) = \frac{\sigma_{tt}}{\sigma_t \sigma_t} = \frac{\sum_i \{\Delta\phi(iT) - \Delta\phi'\} \{\Delta\phi((i+1)T) - \Delta\phi'\}}{\sum_i (\Delta\phi(iT) - \Delta\phi')^2} \quad (3)$$

$$= \frac{\sum_i \Delta\phi(iT)\Delta\phi((i+1)T) - \Delta\phi'^2}{\sum_i (\Delta\phi(iT) - \Delta\phi')^2} \quad (4)$$

[0028] In der obigen Gleichung ist  $\Delta\phi'$  ein Mittelwert der  $\Delta\phi(nT)$ .

[0029] Des weiteren ist, da  $\Delta\phi(iT)$  selbst eine Abweichung von der Linearität gemäß der Definition von Zeitlagejitter ist,  $\Delta\phi'$  Null, und daher kann dies bei den Gleichungen (3) und (4) weggelassen werden. Außerdem kann, da  $\Delta\phi'/\sigma_t$  ein kleiner Wert wie beispielsweise das aus einem Experiment ermittelte  $\Delta\phi'/\sigma_t \approx 6/1000$  ist,  $\Delta\phi'$  bei den Gleichungen (3) und (4) weggelassen werden.

[0030] Eine Zeitlagejittervarianz  $\sigma_{tt}^2$  von  $\Delta\phi((n+1)T)$ , die bezüglich von Zeitlagejitter  $\Delta\phi(nT)$  auf der Basis nur einer linearen Beziehung mit ihrer Fluktuation fluktuiert, kann durch die folgende Gleichung ausgedrückt werden.

$$\sigma_{tt}^2 = \rho_{tt}^2 \sigma_{t(n+1)}^2 \quad (5)$$

[0031] Eine Zeitlagejittervarianz  $\sigma_{t,n}^2$  von  $\Delta\phi((n+1)T)$ , die bezüglich von Zeitlagejitter  $\Delta\phi(nT)$  auf der Basis von anderen Störungen einschließlich einer nicht linearen Beziehung mit ihrer Fluktuation fluktuiert, kann durch die folgende Gleichung ausgedrückt werden.

$$\sigma_{t,n}^2 = (1 - \rho_{tt}^2) \sigma_{t(n+1)}^2 \quad (6)$$

[0032] Die Gleichungen (5) und (6) sind gezeigt in den Gleichungen (3.10) und (3.11) auf Seite 43-47 von "Engineering Applications of Correlation and Spectral Analysis" von J. S. Bendat & A. G. Piersol, John Wiley & Sons, 1980.

[0033] Aus den Gleichungen (5) und (6) kann ein Verhältnis einer linearen Fluktuation (Signalkomponente) von Zeitlagejitter  $\{\Delta\phi(n+1)T\}$  auf der Basis einer Fluktuation von  $\Delta\phi(nT)$  zu einer nicht mit auf eine Fluktuation von  $\Delta\phi(nT)$  bezogenen Fluktuation (Rauschen), d. h. ein Rauschabstand  $SNR_t$ , durch die folgende Gleichung ermittelt werden.

$$SNR_t = \frac{\sigma_{t,t}^2}{\sigma_{t,n}^2} = \frac{\rho_{tt}^2}{1 - \rho_{tt}^2} \quad (7)$$

[0034] Wenn die Zeitlagejittervarianz  $\sigma_t$  groß ist, ist übrigens auch  $1/SNR_t$  groß, und wenn die Zeitlagejittervarianz  $\sigma_t$  klein ist, ist auch  $1/SNR_t$  klein. D. h.,  $\sigma_t$  ist proportional zu  $1/SNR_t$ . Somit kann, wenn  $\sigma_t^2$  auf der rechten Seite der Gleichung (1) mit  $1/SNR_t$  als Proportionalitätskoeffizient multipliziert wird, beide Seiten extrahiert werden und dann die beiden

Seiten durch T dividiert werden, die folgende Gleichung ermittelt werden.

$$\frac{\sigma_p}{T} \propto \sqrt{2(1-\rho_{tt})} \cdot \frac{\sqrt{\frac{\sigma_t^2}{\text{SNR}_t}}}{T} \quad (8)$$

[0035] Wie oben ausgeführt, kann durch Ermitteln einer Periodenjittervarianz  $\sigma_p$  und einer Zeitlagejittervarianz  $\sigma_t$  ein Korrelationskoeffizient  $\rho_{tt}$  von Zeitlagejitter, d. h. eine Phasenrausch-Wellenform  $\Delta\phi(t)$ , ermittelt werden. Außerdem kann aus den Gleichungen (3) und (4) unter Verwendung von Zeitlagejitter  $\Delta\phi(nT)$  ein Korrelationskoeffizient  $\rho_{tt}$  ermittelt werden. Darüber hinaus kann aus der Gleichung (7) ein Rauschabstand  $\text{SNR}_t$  einer Phasenrausch-Wellenform  $\Delta\phi(t)$  unter Verwendung des Korrelationskoeffizienten  $\rho_{tt}$  ermittelt werden.

[0036] Bei der vorliegenden Erfindung wird ein Qualitätsmaß wie beispielsweise ein Korrelationskoeffizient  $\rho_{tt}$  oder ein Rauschabstand  $\text{SNR}_t$  durch ein  $\Delta\phi(t)$  verwendendes Verfahren ermittelt werden.

#### KURZE BESCHREIBUNG DER ZEICHNUNGEN

[0037] Fig. 1A ist ein Diagramm zum Erläutern von Periodenjitter;

[0038] Fig. 1B ist ein Diagramm zum Erläutern von Zeitlagejitter;

[0039] Fig. 2 ist ein Blockschaltbild, das eine Funktionskonfiguration einer Vorrichtung zum Messen eines Jitters auf der Basis des vorgeschlagenen  $\Delta\phi$ -Verfahrens zeigt;

[0040] Fig. 3 ist ein Blockschaltbild, das eine Funktionskonfiguration einer Ausführungsform einer Vorrichtung zum Messen eines Qualitätsmaßes gemäß der vorliegenden Erfindung zeigt;

[0041] Fig. 4 ist ein Diagramm, das eine Beziehung zwischen Nulldurchgangspunkten des Realteils  $x_c(t)$ , einer Phasenrausch-Wellenform und Periodenjittern eines Eingangssignals zeigt;

[0042] Fig. 5 ist ein Blockschaltbild, das eine Funktionskonfiguration einer anderen Ausführungsform der vorliegenden Erfindung zeigt;

[0043] Fig. 6 ist ein Blockschaltbild, das ein modifiziertes Beispiel einer Analytiksignaltransformationsanordnung 13 zeigt;

[0044] Fig. 7 ist ein Blockschaltbild, das ein anderes modifiziertes Beispiel einer Analytiksignaltransformationsanordnung 13 zeigt;

[0045] Fig. 8 ist ein Graph, der experimentelle Ergebnisse zeigt; und

[0046] Fig. 9 ist ein Diagramm, das deren numerische Werte zeigt.

[0047] Fig. 10 ist ein Blockschaltbild, das einen Teil einer anderen Ausführungsform der vorliegenden Erfindung zeigt.

#### AUSFÜHRLICHE BESCHREIBUNG DER BEVORZUGTEN AUSFÜHRUNGSFORMEN

[0048] Fig. 3 zeigt eine Ausführungsform der vorliegenden Erfindung. Teile in Fig. 3, die jenen von Fig. 2 entsprechen, sind mit den gleichen Bezugszahlen bezeichnet wie jene in Fig. 2. Bei der vorliegenden Erfindung wird ähnlich wie bei dem in Fig. 2 gezeigten Fall ein Eingangssignal von einer in dem Test befindlichen PLL-Schaltung 11 oder ähnlichem von einem A/D-Umsetzer 12 in ein digitales Signal umgesetzt. Dieses digitale Signal wird in eine Phasenrausch-Erfassungsanordnung 25 eingegeben, mit der eine Phasenrausch-Wellenform  $\Delta\phi(t)$  aus ihm entnommen wird. Diese Phasenrausch-Wellenform  $\Delta\phi(t)$  wird an eine Erfassungsanordnung 31 für den quadratischen Mittelwert von Zeitlagejitter und an eine Erfassungsanordnung 32 für den quadratischen Mittelwert von Periodenjitter geliefert. In der Erfassungsanordnung 31 für den quadratischen Mittelwert von Zeitlagejitter wird der quadratische Mittelwert  $\Delta\phi_{\text{RMS}}$  der eingegebenen Phasenrausch-Wellenform  $\Delta\phi(t)$  berechnet. In der Erfassungsanordnung 32 für den quadratischen Mittelwert von Periodenjitter wird der quadratische Mittelwert  $J_{\text{RMS}}$  der Periodenjitter  $J_p$  aus der eingegebenen Phasenrausch-Wellenform  $\Delta\phi(t)$  berechnet.

[0049] In der Erfassungsanordnung 31 für den quadratischen Mittelwert von Zeitlagejitter und der Erfassungsanordnung 32 für den quadratischen Mittelwert von Periodenjitter wird, in diesem Beispiel, die Phasenrausch-Wellenform  $\Delta\phi(t)$  von einem Nulldurchgangsabtaster 33 mit einer dem Nulldurchgangspunkt des Realteils  $x_c(t)$  eines analytischen Signals  $z_c(t)$  nächstmöglichen Zeitlage abgetastet.

[0050] D. h., eine Wellenform mit einem Realteil  $x_c(t)$  eines analytischen Signals ist in Fig. 4A gezeigt, und ein Abtastpunkt (arithmetischer Verarbeitungspunkt), der einem Nulldurchgangspunkt der Anstiegs- oder Abfall-Flanke der Wellenform am nächsten ist, wird von einem Nulldurchgangserfassungsteil 34 erfaßt. In Fig. 4A ist ein Punkt, der dem erfaßten Nulldurchgangspunkt am nächsten liegt, mit einem Zeichen O bezeichnet. Dieser Punkt wird als approximierter Nulldurchgangspunkt bezeichnet. Wie in Fig. 4B gezeigt, wird der durch das Zeichen O bezeichnete Wert der Phasenrausch-Wellenform  $\Delta\phi(t)$  von dem Nulldurchgangsabtaster 33 als Abtastwert an dem approximierten Nulldurchgangspunkt entnommen. Jeder der entnommenen Abtastwerte (erneut abgetastete Phasenrausch-Wellenform) ist ein Maß der Abweichung von einer idealen Zeitlage (Nulldurchgangspunkt) des Realteils  $x_c(t)$  eines jitterfreien analytischen Signals. Bei den Abtastwerten von  $\Delta\phi(t)$  ist, wenn die Differenz zwischen jedem Abtastwert und dessen unmittelbar vorhergehenden Abtastwert ermittelt wird, diese Differenz die Fluktuation zwischen Nulldurchgängen, d. h. ein Periodenjitter  $J_p$ . Ein Periodenjitter  $J_p$  kann aus dem n-ten Abtastwert  $\Delta\phi_n$  und dem (n + 1)-ten Abtastwert  $\Delta\phi_{n+1}$  von  $\Delta\phi(t)$  in Fig. 4B als  $J_p = \Delta\phi_{n+1} - \Delta\phi_n$  ermittelt werden. Das so ermittelte  $J_p$  ist in Fig. 4C gezeigt.

[0051] Ein Verfahren zur Erfassung eines approximierten Nulldurchgangspunkts in dem Nulldurchgangspunkterfassungsteil 34 wird erläutert. Der Maximumwert einer Wellenform mit einem eingegebenen Realteil  $x_c(t)$  wird als 100%-Pegel definiert, und der Minimumwert wird als 0%-Pegel definiert, um einen 50%-Pegel V (50%) aus der Differenz zwi-

schen dem 100%-Pegel und dem 0%-Pegel als Nulldurchgangspunkt zu berechnen. Die Differenz zwischen einem Abtastwert und dem 50%-Pegel  $V(50\%)$  und die Differenz zwischen dessen benachbartem Abtastwert und dem 50%-Pegel  $V(50\%)$ , d. h.  $(x_c(j-1) - V(50\%))$  und  $(x_c(j) - V(50\%))$ , werden berechnet, und des weiteren wird das Produkt aus jenen Differenzwerten  $(x_c(j-1) - V(50\%)) \cdot (x_c(j) - V(50\%))$  berechnet. Wenn  $x_c(t)$  den 50%-Pegel kreuzt, d. h. den Nullpegel, ändert sich das Vorzeichen von dessen Abtastwert  $x_c(j-1) - V(50\%)$  oder  $x_c(j) - V(50\%)$  von negativ zu positiv oder von positiv zu negativ. Daher wird, wenn das Produkt negativ ist, erfaßt, daß  $x_0(t)$  den Nullpegel passiert hat, und es wird ein Zeitpunkt  $j-1$  oder  $j$ , zu dem ein kleinerer Absolutwert des Abtastwerts  $x_c(j-1)$  oder  $x_c(j)$  erfaßt wird, als approximierter Nulldurchgangspunkt ermittelt.

[0052] Die erneut abgetastete Phasenrausch-Wellenform von dem Nulldurchgangsabtaster 33 wird in einen  $\Delta\phi_{\text{RMS}}$  (quadratischer Mittelwert)-Detektor 35 eingegeben, in dem deren quadratischer Mittelwert durch die folgende Gleichung berechnet wird, um den quadratischen Mittelwert  $\Delta\phi_{\text{RMS}}$  von Zeitlagejitter zu ermitteln, d. h.  $\sigma_t$ .

$$\Delta\phi_{\text{RMS}} = \sigma_t = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \Delta\phi^2(nT)}$$

[0053] Außerdem wird in der Erfassungsanordnung 32 für den quadratischen Mittelwert von Periodenjitter bezüglich der Abtastwerte aus dem Nulldurchgangsabtaster 33 der Reihe nach die Differenz zwischen jedem Abtastwert und dessen unmittelbar vorhergehendem Abtastwert durch die Differenzbildungsschaltung 36 ermittelt, um einen Periodenjitter  $J_p$  zu ermitteln. Bezüglich einer Serie von ermittelten Periodenjittern  $J_p$  wird der quadratische Mittelwert durch einen  $J_{\text{RMS}}$  (quadratischer Mittelwert)-Detektor 37 berechnet. D. h., eine Differenzwellenform einer erneut abgetasteten Phasenrausch-Wellenform aus dem Nulldurchgangsabtaster 33 wird von der Differenzbildungsschaltung 36 berechnet, und die Differenzphasenrausch-Wellenform wird an den Detektor 37 für den quadratischen Mittelwert geliefert, in dem die folgende Gleichung berechnet wird.

$$J_{\text{RMS}} = \sigma_p = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} J_p^2(n)}$$

[0054] Auf diese Weise kann der quadratische Mittelwert  $J_{\text{RMS}}$  von Periodenjitter, d. h. eine Periodenjittervarianz  $\sigma_p$  ermittelt werden.

[0055] Der quadratische Mittelwert  $\Delta\phi_{\text{RMS}}$  von Zeitlagejitter (Zeitlagejittervarianz  $\sigma_t$ ) und der quadratische Mittelwert  $J_{\text{RMS}}$  des Periodenjitthers (Periodenjittervarianz  $\sigma_p$ ), die wie oben erläutert ermittelt wurden, werden in eine Qualitätsmaßschätzanordnung 38 eingegeben. In der Qualitätsmaßschätzanordnung 38 wird die Gleichung (2) auf der Basis von  $\sigma_t$  und  $\sigma_p$  vom Korrelationskoeffizienten ( $\rho_{tt}$ )-Berechner 39 berechnet, um einen Korrelationskoeffizienten  $\rho_{tt}$  zu ermitteln. In diesem Beispiel wird dieser Korrelationskoeffizient  $\rho_{tt}$  in einen Rauschabstand ( $\text{SNR}_t$ )-Berechner 41 eingegeben, durch den die Gleichung (7) auf der Basis dieses  $\rho_{tt}$  berechnet wird, um das  $\text{SNR}_t$  zu ermitteln. Der Korrelationskoeffizient  $\rho_{tt}$  und/oder der Rauschabstand  $\text{SNR}_t$  werden aus einem Ausgangsanschluß 42 und/oder einem Ausgangsanschluß 43 als jeweiliges Qualitätsmaß ausgegeben.

[0056] Fig. 5 zeigt eine andere Ausführungsform der vorliegenden Erfindung. Diejenigen Teile in Fig. 5, welche jenen in Fig. 3 entsprechen, sind mit den gleichen Bezugswerten bezeichnet wie jene in Fig. 3. Bei dieser Ausführungsform wird die Gleichung (3), bei der  $\Delta\phi'$  weggelassen ist, durch den Korrelationskoeffizienten ( $\rho_{tt}$ )-Berechner 39 bezüglich der erneut abgetasteten Phasenrausch-Wellenform aus dem Nulldurchgangsabtaster 33 berechnet. D. h., zwei Serien erneut abgetasteter Phasenrausch-Wellenformen mit einem Zeitunterschied der Periode  $T$  zwischen sich werden in einen Produktsummenberechner 45 eingegeben, von dem die Produktsumme aus  $\Delta\phi(iT)$  und  $\Delta\phi((i+1)T)$  berechnet wird. Außerdem wird eine Serie erneut abgetasteter Phasenrausch-Wellenformen aus dem Nulldurchgangsabtaster 33 in einen Quadratsummenberechner 46 eingegeben, von dem die Summe der  $\Delta\phi(iT)^2$  berechnet wird. Die von dem Produktsummenberechner 45 berechnete Produktsumme  $\sum \Delta\phi(iT) \Delta\phi((i+1)T)$  wird in einem Dividierer 47 durch die berechnete Quadratsumme  $\sum \Delta\phi(iT)^2$  dividiert, um einen Korrelationskoeffizienten  $\rho_{tt}$  zu ermitteln. Dieser Korrelationskoeffizient  $\rho_{tt}$  wird erforderlichenfalls aus dem Ausgangsanschluß 42 ausgegeben. Zusätzlich wird dieser Korrelationskoeffizient  $\rho_{tt}$  in den Rauschabstand-Berechner 41 eingegeben, von dem eine Berechnung der Gleichung (7) ausgeführt wird, und das Rechenergebnis  $\text{SNR}_t$  wird an einem Ausgangsanschluß 43 ausgegeben.

[0057] Bei der in Fig. 3 gezeigten Ausführungsform wird die Phasenrausch-Wellenform von dem Nulldurchgangsabtaster 43 zu einem Zeitpunkt nahe bei einem Nulldurchgangspunkt einer Anstiegsflanke abgetastet. Die Phasenrausch-Wellenform kann jedoch im allgemeinen von dem Nulldurchgangsabtaster 33 in einem Intervall eines ganzzahligen Vielfachen einer Zeitdauer zwischen einem Nulldurchgangspunkt einer Anstiegsflanke und einem Nulldurchgangspunkt einer Abfallflanke sowie mit einer Zeitlage nahe einem Nulldurchgangspunkt abgetastet werden. Außerdem kann die an den  $\Delta\phi_{\text{RMS}}$ -Detektor 35 zu liefernde erneut abgetastete Phasenrausch-Wellenform ein Ausgangssignal des Nulldurchgangsabtasters 33 sein, oder ein Abtaster 51 kann gesondert vorgesehen sein, wie durch eine gestrichelte Linie angegeben, und die Phasenrausch-Wellenform kann von dem Abtaster 51 mit der Zeitlage der gleichen Periode wie die Periode  $nT/2$  ( $n$  ist eine ganze Zahl) der an die Differenzbildungsschaltung 36 zu liefernden erneut abgetasteten Phasenrausch-Wellenform abgetastet werden, um die abgetastete Phasenrausch-Wellenform an den  $\Delta\phi_{\text{RMS}}$ -Detektor 35 zu liefern. Was die Abtastzeitlage in diesem Fall angeht, kann, da die Periode  $T$  des Eingangssignals bekannt ist, die Phasenrausch-Wellenform mit einem Intervall eines ganzzahligen Vielfachen der Abtastperiode  $t$  des A/D-Umsetzers 12 und mit einer  $nT/2$  nächstliegenden Zeitlage abgetastet werden.

[0058] Des weiteren können, da  $\sigma_p^2$  und  $\sigma_t^2$  bei der Berechnung der Gleichung (2) involviert sind, die Rechenergebnisse vor dem Ziehen der Quadratwurzel in dem  $\Delta\phi_{\text{RMS}}$  Detektor 35 bzw. dem  $J_{\text{RMS}}$ -Detektor 37 an einen Korrelationskoeffizientenberechner 39 geliefert werden.

[0059] Auch bei der Ausführungsform von Fig. 5 kann die Abtastzeitlage des Nulldurchgangsabtasters 33 nahe bei  $nT/2$  sein. Außerdem kann, wie durch eine gestrichelte Linie angegeben, ein Abtaster 52 anstatt des Nulldurchgangsabtasters 33 vorgesehen sein, um eine Abtastperiode  $T'$  einzustellen, und die Phasenrausch-Wellenform kann mit einer Zeitlage nahe jeder beliebigen Periode  $T'$  abgetastet werden. Alternativ kann ohne Vorsehen der Abtaster 33 oder 52 die Phasenrausch-Wellenform  $\Delta\phi(t)$  aus der Phasenrausch-Wellenformerfassungsanordnung 25 direkt an den Korrelationskoeffizientenberechner 39 geliefert werden. Bei der Berechnung in dem Korrelationskoeffizientenberechner 39 kann  $\Delta\phi'$ , d. h. ein Mittelwert der eingegebenen Phasenrausch-Wellenform, berechnet werden, um die genauen Berechnungen der Gleichungen (3) und (4) auszuführen.

[0060] Wie durch eine gestrichelte Linie in Fig. 3 angegeben, kann ein Taktsignal von der im Test befindlichen PLL-Schaltung 11 über einen Begrenzer 53 an den A/D-Umsetzer 12 geliefert werden, so daß die Amplitude des Taktsignals konstant gemacht wird, wodurch die Phasenrausch-Wellenform  $\Delta\phi(t)$  nicht von einer Amplitudenmodulationskomponente beeinflusst wird, weshalb ein Jitter korrekt gemessen werden kann. Diese Verarbeitungseinheit zum Konstantmachen der Amplitude eines Eingangssignals kann auch an der Ausgangsseite des A/D-Umsetzers 12 vorgesehen sein.

[0061] In der Anordnung 13 zum Transformieren eines Eingangssignals in ein analytisches Signal  $z_c(t)$  gemäß Darstellung in Fig. 6 wird ein eingegebenes digitales Signal von einem FFT-Teil 66 Fouriertransformiert, und negative Frequenzkomponenten werden von einem Bandpaßfilter 67 vom Transformationsausgangssignal abgeschnitten, um nur die Grundwelle des eingegebenen Taktsignals zu entnehmen. Dann wird das Ausgangssignal des Bandpaßfilters 67 von einem Invers-FFT-Teil 68 invers Fouriertransformiert, um ein analytisches Signal  $z_c(t)$  zu ermitteln.

[0062] Alternativ wird, wie in Fig. 7 gezeigt, ein eingegebenes Taktsignal  $x_c(t)$  in Frequenzmischern 71a und 71b mit  $\cos(2\pi(f_c + \Delta f)t + \theta)$  bzw.  $\sin(2\pi(f_c + \Delta f)t + \theta)$  gemischt. Dann werden aus den Ausgangssignalen der Tiefpaßfilter 72a und 72b Differenzfrequenzkomponenten entnommen, um ein durch die folgende Gleichung ausgedrücktes analytisches Signal  $z_c(t)$  zu ermitteln.

$$z_c(t) = (A_c/2)[\cos(2\pi\Delta f t + (\theta - \theta_c) - \Delta\phi(t)) + j \sin(2\pi\Delta f t + (\theta - \theta_c) - \Delta\phi(t))]$$

[0063] Der Realteil und der Imaginärteil der obigen Gleichung werden durch A/D-Umsetzer 73a und 73b jeweils in digitale Signale umgesetzt, und jene digitalen Signale werden an eine Momentanphasenschätzfunktion 16 geliefert.

[0064] Bei der vorgenannten Konfiguration kann ein Komparator anstatt des A/D-Umsetzers verwendet werden. D. h., wie beispielsweise durch eine gestrichelte Linie in Fig. 6 angegeben, ein Komparator 74 kann dazu verwendet werden, das Eingangssignal in ein Signal umzusetzen, das repräsentiert, daß das Eingangssignal größer oder gleich einem Referenzpegel ist oder daß das Eingangssignal kleiner als der Referenzpegel ist, nämlich in ein Ein-Bit-Digitalsignal. Zusätzlich können, wie durch gestrichelte Linien in Fig. 7 angegeben, Komparatoren 74a und 74b anstatt der A/D-Umsetzer 73a bzw. 73b verwendet werden.

[0065] Um ein Taktsignal mit seiner verminderten Frequenz an die Analytiksignaltransformationsanordnung 13 zu liefern, wie durch gestrichelte Linien in Fig. 6 und 7 angegeben, kann die Taktsignalfrequenz durch einen Frequenzteiler 75 frequenzgeteilt werden, um das frequenzgeteilte Taktsignal an die Analytiksignaltransformationsanordnung 13 zu liefern. Alternativ kann, obwohl dies nicht dargestellt ist, das Taktsignal unter Verwendung eines im wesentlichen jitterfreien Überlagerungssignals von einem Frequenzumsetzer in ein Differenzfrequenzsignal zwischen jenen Signalen umgesetzt werden, um das Differenzfrequenzsignal an die Analytiksignaltransformationsanordnung 13 zu liefern. Eine oder mehrere Funktionen jeder funktionellen Konfiguration der in den Fig. 3, 5, 6 und 7 gezeigten Vorrichtungen können auch durch Decodieren und Ausführen von Programmen in einem Computer ausgeführt werden.

[0066] In der vorstehenden Beschreibung wurde als im Test befindliches Signal ein Fall eines Taktsignals eines Mikroprozessors erläutert. Die vorliegende Erfindung kann jedoch auch auf die Schätzung eines Qualitätsmaßes wie beispielsweise eines Korrelationskoeffizienten, eines Rauschabstands oder ähnliches einer Phasenrausch-Wellenform eines Taktsignals oder eines anderen Signals wie beispielsweise eines Sinuswellensignals oder ähnlichem angewendet werden, die in anderen Vorrichtungen verwendet werden.

[0067] Eine Beziehung zwischen einer Perioden jittervarianz  $\sigma_p^2$  eines Taktsignals und einem SNR<sub>t</sub> von  $(\Delta\phi(nT))$  wurde durch ein Experiment verifiziert, in dem Experiment wurde ein Mikroprozessor verwendet. Seine interne PLL-Schaltung kann ein Taktsignal mit einer Frequenz von 200 MHz bis 600 MHz erzeugen. Die Taktsignalqualität wurde dadurch geschätzt, daß die PLL-Schaltung in zwei extreme Bedingungen versetzt wurde. Eine dieser extremen Bedingungen ist der sogenannte Leise-Modus bzw. Quiet-Mode, d. h. ein Fall eines nicht-aktiven Zustands des Mikroprozessors. In dem nicht-aktiven Zustand arbeitet, wenn der PC auf einen Benutzerbefehl wartet, nur eine PLL-Schaltung, die ein Taktsignal ausgibt, indem an sie eine Phasenbasis auf der Basis eines Referenztaktsignals aus einem Referenztaktsignalgenerator angelegt wird, wodurch der beste Zustand, daß das Taktsignal nicht vom Betrieb des PCs beeinflusst wird, erzeugt wird. Die andere Extrembedingung ist der sogenannte Laut-Modus bzw. Noisy-Mode, d. h. ein Fall eines extrem aktiven Zustands des Mikroprozessors. Im Laut-Modus befinden sich ein Level-2-Speicher, ein Kernbus und Zweig-Prädiktor-Einheiten in einem PC in vollem Betrieb, wobei die Hin- und Herschaltvorgänge des Mikroprozessors durch jenen Betrieb und ein Testprogramm maximiert werden. D. h., es wird ein Zustand geschaffen, in dem das Taktsignal am stärksten durch den Betrieb des PCs beeinflusst wird.

[0068] Fig. 8 zeigt die Beziehung zwischen einem aus der Gleichung (2) oder (3) ermittelten Korrelationskoeffizienten  $|\rho_{tt}(T)|$  und einem aus der Gleichung (7) ermittelten SNR<sub>t</sub>. Die Abszissenachse repräsentiert den SNR<sub>t</sub>, und die Ordinateachse repräsentiert  $\sigma_p/T$ . Die durchgezogene Linie gibt aus der Gleichung (8) ermittelte theoretische Werte an, und das Zeichen O gibt einen experimentellen Wert an. Es ist ersichtlich, daß der experimentelle Wert auf der theoretischen Kurve liegt, und somit fällt der experimentelle Wert mit dem theoretischen Wert zusammen. Fig. 9 zeigt gemessene Werte in diesem Fall.

[0069] In der obigen Beschreibung wird ein Momentanphasenrauschen  $\Delta\phi(t)$  an einem Punkt (einem approximierten Nulldurchgangspunkt) abgetastet, der so nahe wie möglich an einem Nulldurchgangspunkt des Realteils eines analyti-



schen Signals liegt, um eine Zeitlagejitterfolge zu ermitteln. Bei der Abtastung an dem approximierten Nulldurchgangspunkt, beispielsweise wie durch gestrichelte Linien in Fig. 10 angegeben, kann der Nulldurchgangsabtaster 33 in Serie zwischen die Momentanphasenschätzfunktion 16 und den Dauerphasenumsetzer 18 geschaltet werden. Alternativ kann der Nulldurchgangsabtaster 33 in Serie zwischen den Dauerphasenumsetzer 18 und die Linearphasenschätzfunktion 19/den Subtrahierer 21 geschaltet werden.

[0070] Wie oben ausgeführt, können erfindungsgemäß ein Korrelationskoeffizient  $\rho_{tt}$  und ein Rauschabstand SNR, zwischen Nulldurchgangspunkten eines Eingangssignals ermittelt werden. Beim Design und bei der versuchsweisen Herstellung ergibt  $\rho_{tt} \cong 1$  eine obere Grenze des SNR. Daher ist es möglich, durch eine Simulation zum Zeitpunkt des Designs oder durch Messen von  $\rho_{tt}$  oder des SNR, eines auf experimenteller Basis hergestellten Gegenstands herauszufinden, um wieviel die Taktsignalqualität weiter verbessert werden kann. Wenn  $\rho_{tt}$  durch individuelles Betreiben jedes von Kernblöcken, der mit einer PLL-Schaltung zusammengepackt werden soll, gemessen wird, und wenn das Meßergebnis einen kleinen  $\rho_{tt}$ -Wert ergibt, kann angenommen werden, daß die PLL-Schaltung einem relativ starken Einfluß von dem durch den Kernblock erzeugten Rauschen oder ähnlichem unterliegt. Daher ist ersichtlich, daß die Notwendigkeit besteht, eine Abschirmung oder ähnliches zwischen dem Kernblock und der PLL-Schaltung vorzusehen, so daß die PLL-Schaltung nicht vom Kernblock beeinflusst wird.

[0071] Des weiteren können, da das  $\Delta\phi$ -Verfahren bei der vorliegenden Erfindung verwendet wird,  $(\sigma_p, \sigma_t)$  und Qualitätsmaße (SNR,  $\rho_{tt}$ ) gleichzeitig als Testgrößen beim Test eines Mikroprozessors oder ähnlichem gemessen werden.

[0072] Des weiteren reicht es im Fall des Ermittlens von ptt aus der Gleichung (3) oder (4) aus, nur einen Zeitlagejitter  $\Delta\phi(t)$  zu verwenden. Das Auftreten von Zeitlagejitter basiert auf seiner Wahrscheinlichkeit, und im allgemeinen ist der positivseitige Maximumfluktuationwert  $\Delta\phi_{\max}^+$  von einer idealen Zeitlage gleich dem negativseitigen Maximumfluktuationwert  $\Delta\phi_{\max}^-$  von der idealen Zeitlage. Daher erfordert der Fall des Ermittlens eines Korrelationskoeffizienten  $\rho_{tt}$  aus der Gleichung (3) oder (4) weniger Zeit als der Fall des Ermittlens eines Korrelationskoeffizienten  $\rho_{tt}$  aus der Gleichung (2), die eine Periodenjittervarianz  $\sigma_p$  verwendet. Darüber hinaus ist im Fall des Ermittlens von  $\rho_{tt}$  aus einer Computersimulation die Berechnung in der Gleichung (3) einfacher und bequemer als im Fall der Gleichung (2). Außerdem kann die Gleichung (2)  $\rho_{tt}$  mit höherer Genauigkeit ermitteln, als es die Gleichung (3) kann.

#### Patentansprüche

##### 1. Vorrichtung zum Messen eines Qualitätsmaßes einer Phasenrausch-Wellenform, umfassend:

eine Analytiksinaltransformationsanordnung (13) zum Transformieren eines Eingangssignals in ein komplexes analytisches Signal ( $z_c(t)$ );

eine Momentanphasenschätzanordnung (16) zum Ermitteln einer Momentanphase des analytischen Signals;

eine Linearphasenentfernungsanordnung (17) zum Entfernen einer Linearphase aus der Momentanphase zur Gewinnung einer Phasenrausch-Wellenform ( $\Delta\phi(t)$ ); und

eine Qualitätsmaßschätzanordnung (38), in die die Phasenrausch-Wellenform eingegeben wird, für das Ermitteln und Ausgeben eines Qualitätsmaßes der Phasenrausch-Wellenform.

2. Vorrichtung zum Messen eines Qualitätsmaßes einer Phasenrausch-Wellenform nach Anspruch 1, bei der die Qualitätsmaßschätzanordnung (38) eine Anordnung (39) zum Ermitteln eines Korrelationskoeffizienten ( $\rho_{tt}$ ) der Phasenrausch-Wellenform als Qualitätsmaß ist.

3. Vorrichtung zum Messen eines Qualitätsmaßes einer Phasenrausch-Wellenform nach Anspruch 2, bei der die Qualitätsmaßschätzanordnung (38) umfaßt:

eine Erfassungsanordnung (31) für den quadratischen Mittelwert von Zeitlagejitter, zum Ermitteln eines quadratischen Mittelwerts ( $\Delta\phi_{RMS}$ ) der Phasenrausch-Wellenform;

eine Erfassungsanordnung (32) für den quadratischen Mittelwert von Periodenjitter, zum Ermitteln eines quadratischen Mittelwerts ( $J_{RMS}$ ) der Periodenjitter der Phasenrausch-Wellenform; und

eine Anordnung (39), in die der quadratische Mittelwert der Phasenrausch-Wellenform und der quadratische Mittelwert von Periodenjittern eingegeben wird, für das Ermitteln des Korrelationskoeffizienten ( $\rho_{tt}$ ).

4. Vorrichtung zum Messen eines Qualitätsmaßes einer Phasenrausch-Wellenform nach Anspruch 3, bei der die Erfassungsanordnung (32) für den quadratischen Mittelwert von Periodenjitter umfaßt:

eine Nulldurchgangsabtastanordnung (33) zum Abtasten der Phasenrausch-Wellenform nur mit einer Zeitlage nahe der Nulldurchgangszeitlage des Realteils des analytischen Signals für die Ausgabe einer erneut abgetasteten Phasenrausch-Wellenform;

eine Differenzbildungsanordnung (36), in die die erneut abgetastete Phasenrausch-Wellenform eingegeben wird, zum Berechnen der Differenzwellenform der erneut abgetasteten Phasenrausch-Wellenform, für das Ermitteln von Periodenjitter; und

eine Quadratmittelwertanordnung (37) zum Berechnen des quadratischen Mittelwerts der Periodenjitter, für das Ermitteln des Quadratmittelwertjitters der Periodenjitter.

5. Vorrichtung zum Messen eines Qualitätsmaßes einer Phasenrausch-Wellenform nach Anspruch 2, bei der die Qualitätsmaßschätzanordnung (38) umfaßt:

eine Produktsummieranordnung (45) zum Aufsummieren der Reihe nach, in Intervallen eines ganzzahligen Vielfachen der Abtastperiode der Phasenrausch-Wellenform, des Produkts von zwei Abtastwerten der Phasenrausch-Wellenform, die einen Abstand von einem ganzzahligen Vielfachen der Abtastperiode voneinander aufweisen;

eine Quadratsummieranordnung (46) zum Aufsummieren, zu jedem Zeitpunkt eines ganzzahligen Vielfachen der Abtastperiode, des Quadratwerts der Phasenrausch-Wellenform; und

eine Anordnung (47) zum Dividieren des Ergebnisses der Produktsummierung durch das Ergebnis der Quadratsummierung, für das Ermitteln des Korrelationskoeffizienten ( $\rho_{tt}$ ).

6. Vorrichtung zum Messen eines Qualitätsmaßes einer Phasenrausch-Wellenform nach Anspruch 5, bei der die Qualitätsmaßschätzanordnung (38) enthält:

eine Nulldurchgangsabtastanordnung (33) zum Abtasten der Phasenrausch-Wellenform nur mit einer Zeitlage nahe einer Nulldurchgangszeitlage des Realteils des analytischen Signals, für die Ausgabe einer erneut abgetasteten Phasenrausch-Wellenform;

wobei die erneut abgetastete Phasenrausch-Wellenform bei den Berechnungen der Produktsummieranordnung (45) und der Quadratsummieranordnung (46) verwendet wird.

7. Vorrichtung zum Messen eines Qualitätsmaßes einer Phasenrausch-Wellenform nach Anspruch 5, bei der ein ganzzahliges Vielfaches der Abtastperiode gleich einem ganzzahligen Vielfachen der Hälfte der Periode des Eingangssignals ist.

8. Vorrichtung zum Messen eines Qualitätsmaßes einer Phasenrausch-Wellenform nach Anspruch 1, bei der die Qualitätsmaßschätzanordnung (38) eine Anordnung (41) zum Ermitteln eines Rauschabstands ( $SNR_r$ ) der Phasenrausch-Wellenform für die Ausgabe des Rauschabstands als Qualitätsmaß ist.

9. Vorrichtung zum Messen eines Qualitätsmaßes einer Phasenrausch-Wellenform nach Anspruch 8, bei der die Qualitätsmaßschätzanordnung (38) enthält:

eine Korrelationskoeffizientenberechnungsanordnung (39) zum Ermitteln eines Korrelationskoeffizienten ( $\rho_r$ ) der Phasenrausch-Wellenform; und

eine Rauschabstandsrechnungsanordnung (41) zum Ermitteln des Rauschabstands unter Verwendung des Korrelationskoeffizienten.

10. Vorrichtung zum Messen eines Qualitätsmaßes einer Phasenrausch-Wellenform nach Anspruch 9, bei der die Korrelationskoeffizientenberechnungsanordnung (39) enthält:

eine Erfassungsanordnung (31) für den quadratischen Mittelwert von Zeitlagejitter, zum Ermitteln eines quadratischen Mittelwerts ( $\Delta\phi_{RMS}$ ) der Phasenrausch-Wellenform;

eine Erfassungsanordnung (32) für den quadratischen Mittelwert von Periodenjitter, zum Ermitteln eines quadratischen Mittelwerts ( $J_{RMS}$ ) der Periodenjitter der Phasenrausch-Wellenform; und

eine Anordnung (39), in die der quadratische Mittelwert der Phasenrausch-Wellenform und der quadratische Mittelwert von Periodenjittern eingegeben wird, für das Ermitteln des Korrelationskoeffizienten ( $\rho_r$ ).

11. Vorrichtung zum Messen eines Qualitätsmaßes einer Phasenrausch-Wellenform nach Anspruch 10, bei der die Erfassungsanordnung (32) für den quadratischen Mittelwert von Periodenjitter enthält:

eine Nulldurchgangsabtastanordnung (33) zum Abtasten der Phasenrausch-Wellenform nur mit einer Zeitlage nahe der Nulldurchgangszeitlage des Realteils des analytischen Signals für die Ausgabe einer erneut abgetasteten Phasenrausch-Wellenform;

eine Differenzbildungsanordnung (36), in die die erneut abgetastete Phasenrausch Wellenform eingegeben wird, zum Berechnen der Differenzwellenform der erneut abgetasteten Phasenrausch-Wellenform, für das Ermitteln von Periodenjitter; und

eine Quadratmittelwertanordnung (37) zum Berechnen des quadratischen Mittelwerts der Periodenjitter, für das Ermitteln des Quadratmittelwertjitters der Periodenjitter.

12. Vorrichtung zum Messen eines Qualitätsmaßes einer Phasenrausch-Wellenform nach Anspruch 4 oder 10, bei der die Erfassungsanordnung (31) für den quadratischen Mittelwert von Zeitlagejitter eine Anordnung ist, in die die erneut abgetastete Phasenrausch-Wellenform eingegeben wird, zum Berechnen des quadratischen Mittelwerts der erneut abgetasteten Phasenrausch-Wellenform, für das Ermitteln eines Quadratmittelwertjitters der Zeitlagejitter.

13. Vorrichtung zum Messen eines Qualitätsmaßes einer Phasenrausch-Wellenform nach Anspruch 4 oder 10, bei der die Erfassungsanordnung (31) für den quadratischen Mittelwert von Zeitlagejitter enthält:

eine zweite Abtastanordnung (51; 52) zum Abtasten der Phasenrausch-Wellenform nur mit einer Zeitlage nahe einer Zeitlage der einzelnen Perioden, die gleich wie die Abtastperiode der Nulldurchgangsabtastanordnung (33) sind, für die Ausgabe einer zweiten erneut abgetasteten Phasenrausch-Wellenform; und

eine Anordnung (35) zum Berechnen des quadratischen Mittelwerts der erneut abgetasteten Phasenrausch-Wellenform, für das Ermitteln des Quadratmittelwertjitters der Zeitlagejitter.

14. Vorrichtung zum Messen eines Qualitätsmaßes einer Phasenrausch-Wellenform nach Anspruch 9, bei der die Korrelationskoeffizientenberechnungsanordnung (39) enthält:

eine Produktsummieranordnung (45) zum Aufsummieren der Reihe nach, in Intervallen einer Periode  $T$ , der Produkte zweier Abtastwerte der Phasenrausch-Wellenform, die einen Abstand von einem ganzzahligen Vielfachen der Abtastperiode der Phasenrausch-Wellenform voneinander aufweisen;

eine Quadratsummieranordnung (46) zum Aufsummieren, zu jedem Zeitpunkt eines ganzzahligen Vielfachen der Abtastperiode, des Quadratwerts der Phasenrausch-Wellenform; und eine Anordnung (47) zum Dividieren des Ergebnisses der Produktsummierung durch das Ergebnis der Quadratsummierung, für das Ermitteln des Korrelationskoeffizienten.

15. Vorrichtung zum Messen eines Qualitätsmaßes einer Phasenrausch-Wellenform nach Anspruch 14, bei der die Korrelationskoeffizientenberechnungsanordnung (39) enthält:

eine Nulldurchgangsabtastanordnung (33) zum Abtasten der Phasenrausch-Wellenform nur mit einer Zeitlage nahe einer Nulldurchgangszeitlage des Realteils des analytischen Signals, für die Ausgabe einer erneut abgetasteten Phasenrausch-Wellenform;

wobei die erneut abgetastete Phasenrausch-Wellenform bei den Berechnungen der Produktsummieranordnung (45) und der Quadratsummieranordnung (46) verwendet wird.

16. Vorrichtung zum Messen eines Qualitätsmaßes einer Phasenrausch-Wellenform nach Anspruch 1, bei der die Qualitätsmaßschätzanordnung (38) eine Anordnung zur Ermitteln eines Korrelationskoeffizienten ( $\rho_r$ ) der Phasenrausch-Wellenform und eines Rauschabstands ( $SNR_r$ ) der Phasenrausch-Wellenform für die Ausgabe des Korrelationskoeffizienten und des Rauschabstands als Qualitätsmaße ist.

17. Vorrichtung zum Messen eines Qualitätsmaßes einer Phasenrausch-Wellenform nach einem der Ansprüche 1, 3, 5 und 8, ferner umfassend eine Begrenzungsanordnung (53) zum Liefern des Eingangssignals, nachdem aus je-

nem eine Amplitudenmodulationskomponente entfernt wurde, an die Analytiksinaltransformationsanordnung (13).

18. Verfahren zum Messen eines Qualitätsmaßes einer Phasenrausch-Wellenform, umfassend folgende Schritte:

Transformieren eines Eingangssignals in ein komplexes analytisches Signal;

Ermitteln einer Momentanphase des analytischen Signals;

Entfernen einer Linearphase aus der Momentanphase, um eine Phasenrausch-Wellenform zu ermitteln; und

Ermitteln eines Korrelationskoeffizienten der Phasenrausch-Wellenform.

19. Verfahren zum Messen eines Qualitätsmaßes einer Phasenrausch-Wellenform nach Anspruch 18, bei dem der Schritt zum Ermitteln des Korrelationskoeffizienten folgende Schritte umfaßt:

einen Produktsummierschritt zum Aufsummieren der Reihe nach, in Intervallen eines ganzzahligen Vielfachen der Abtastperiode der Phasenrausch-Wellenform, des Produkts zweier Abtastwerte der Phasenrausch-Wellenform, die einen Abstand von einem ganzzahligen Vielfachen der Abtastperiode der Phasenrausch-Wellenform voneinander aufweisen;

einen Quadratsummierschritt zum Aufsummieren, zu jedem Zeitpunkt der Periode  $T$ , des Quadratwerts der Phasenrausch-Wellenform; und

einen Schritt zum Dividieren des Ergebnisses der Produktsummierung durch das Ergebnis der Quadratsummierung, für die Ermittlung des Korrelationskoeffizienten.

20. Verfahren zum Messen eines Qualitätsmaßes einer Phasenrausch-Wellenform nach Anspruch 19, bei dem der Schritt zur Ermittlung des Korrelationskoeffizienten folgende Schritte umfaßt:

Abtasten der Phasenrausch-Wellenform nur mit einer Zeitlage nahe einer Nulldurchgangszeitlage des Realteils des analytischen Signals, für die Ausgabe einer erneut abgetasteten Phasenrausch-Wellenform;

wobei die erneut abgetastete Phasenrausch-Wellenform bei den Berechnungen des Produktsummierschritts und des Quadratsummierschritts verwendet wird.

21. Verfahren zum Messen eines Qualitätsmaßes einer Phasenrausch-Wellenform nach Anspruch 18 oder 19, ferner umfassend den Schritt des Ermitteln eines Rauschabstands der Phasenrausch-Wellenform unter Verwendung des Korrelationskoeffizienten.

22. Verfahren zum Messen eines Qualitätsmaßes einer Phasenrausch-Wellenform nach Anspruch 18, bei dem der Schritt zur Ermittlung des Korrelationskoeffizienten folgende Schritte umfaßt:

Ermitteln des quadratischen Mittelwerts der Phasenrausch-Wellenform;

Ermitteln des quadratischen Mittelwerts von Periodenjittern der Phasenrausch-Wellenform; und

Berechnen des Korrelationskoeffizienten aus dem quadratischen Mittelwert der Phasenrausch-Wellenform und dem quadratischen Mittelwert der Periodenjitter.

Hierzu 9 Seite(n) Zeichnungen

- Leerseite -

FIG.1A

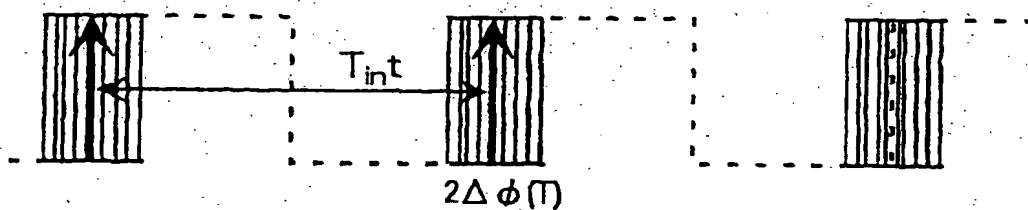
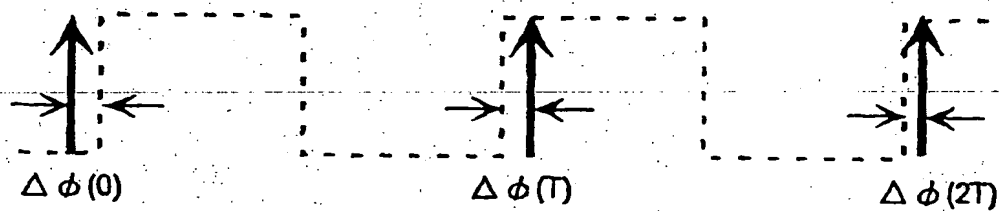


FIG.1B



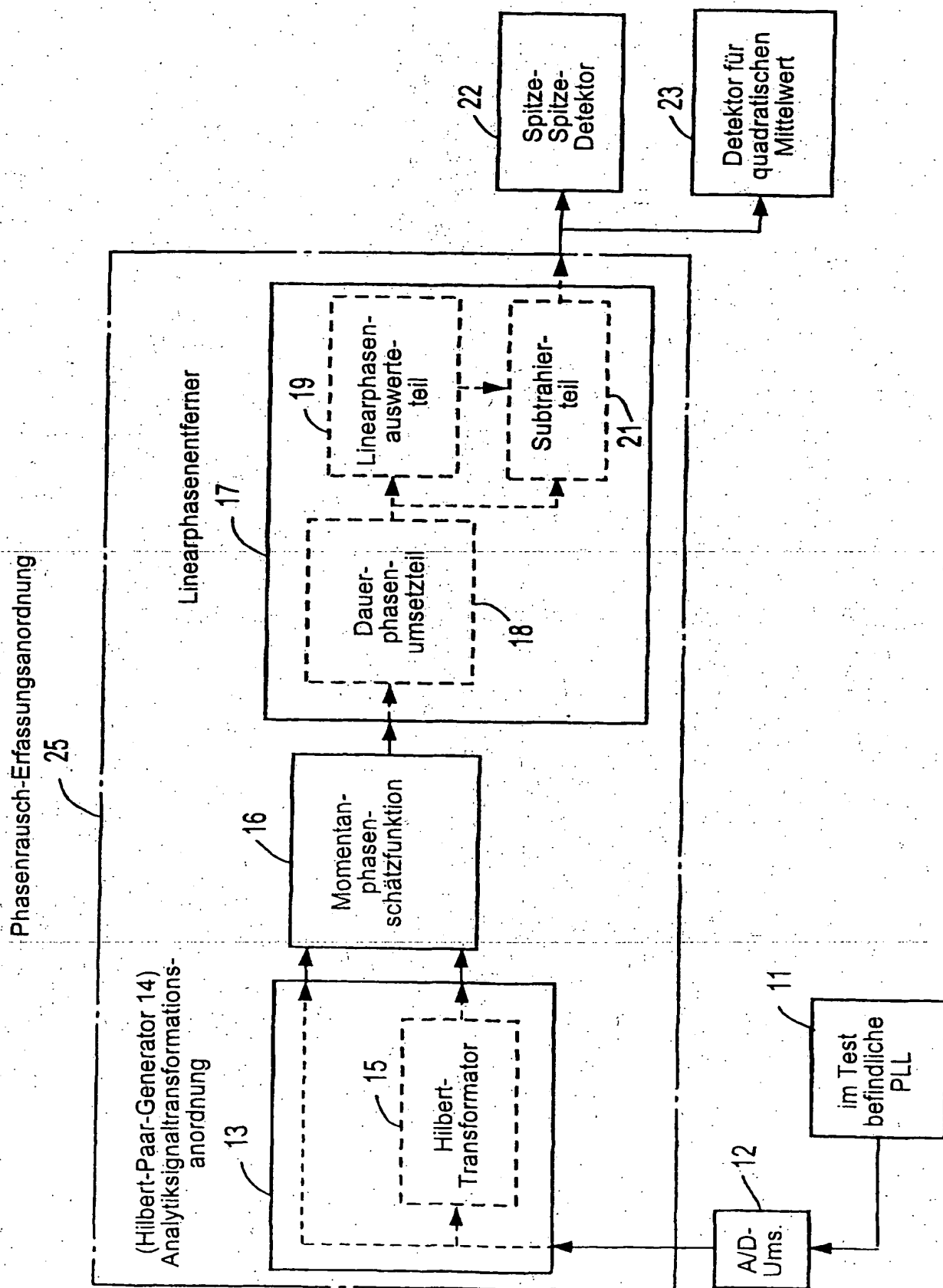


FIG. 2



FIG.4A

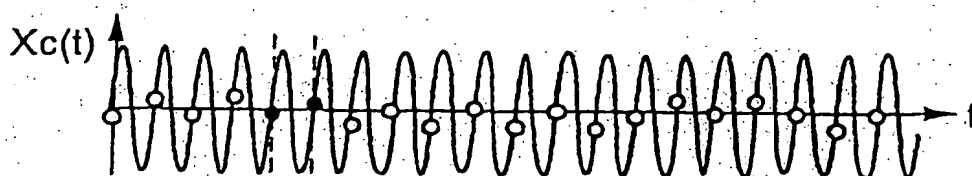


FIG.4B

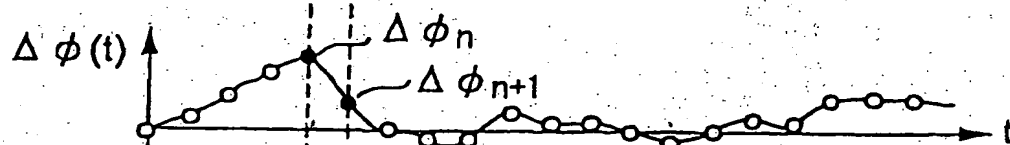


FIG.4C

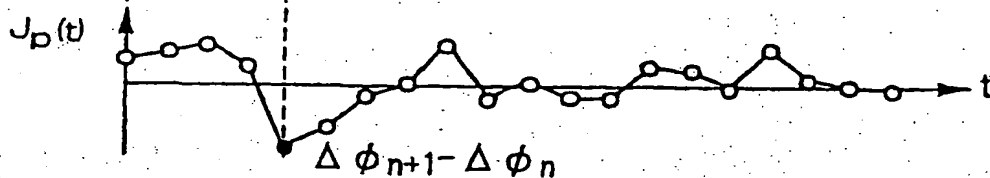




FIG.5

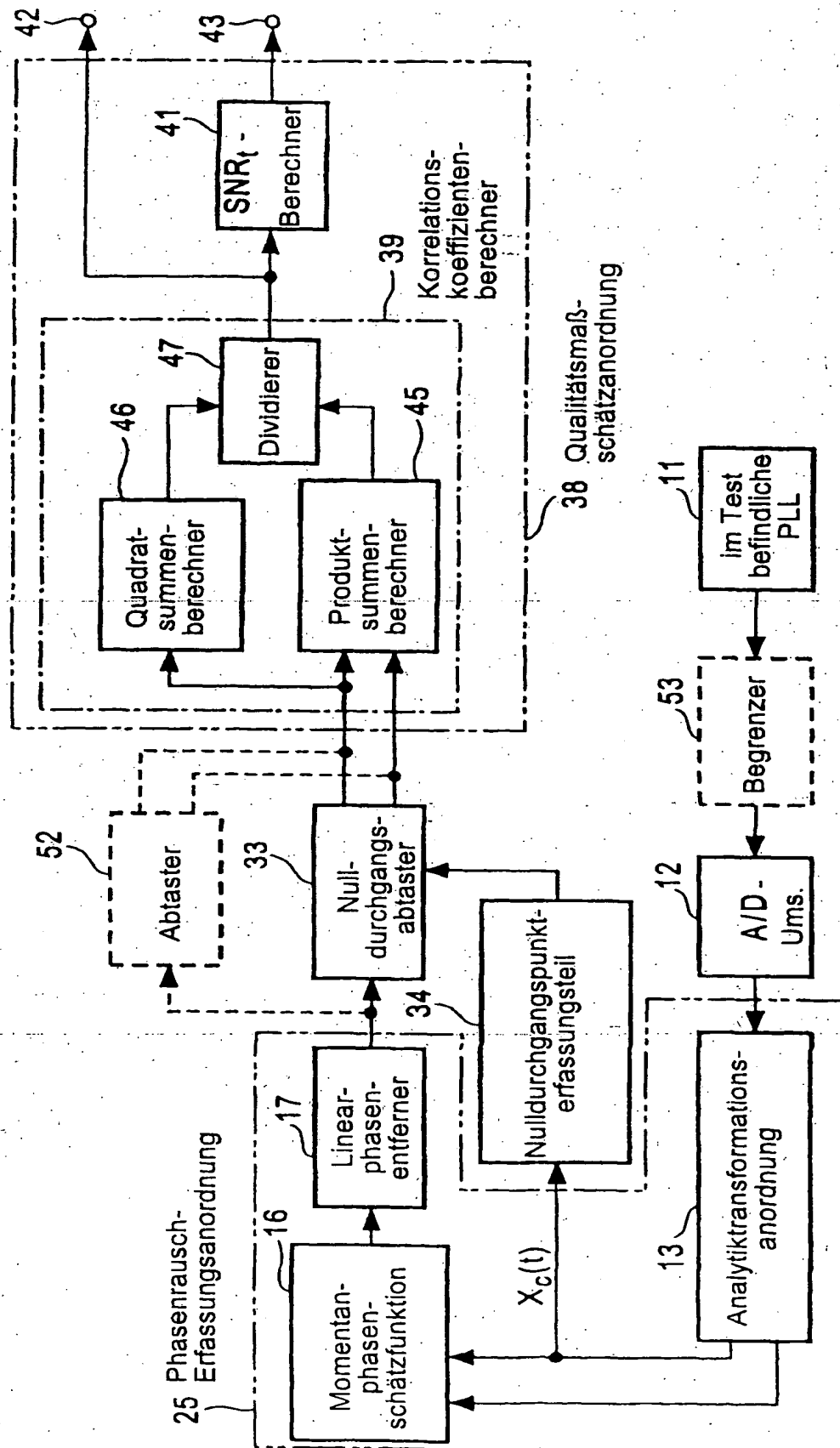
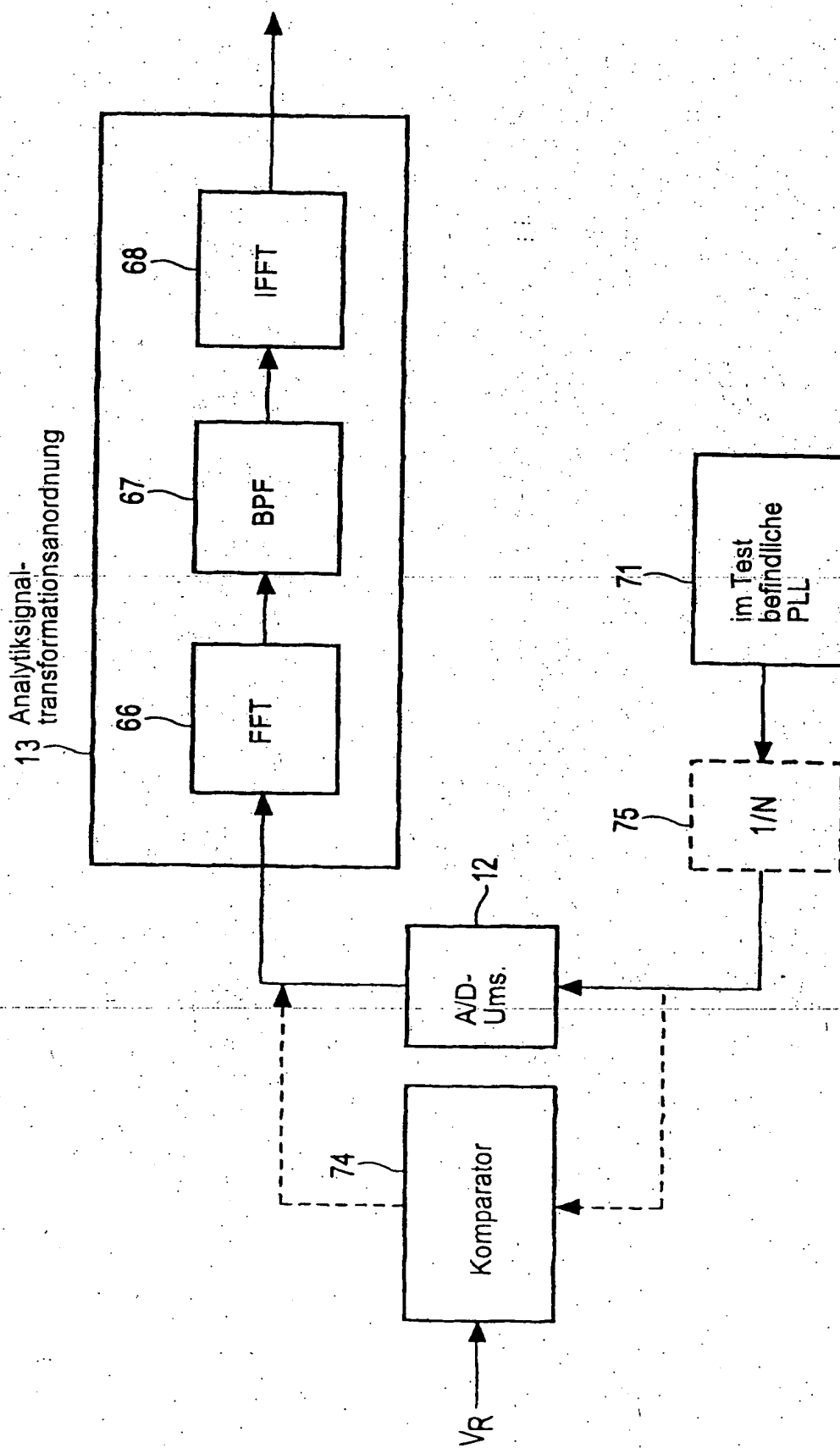


FIG.6



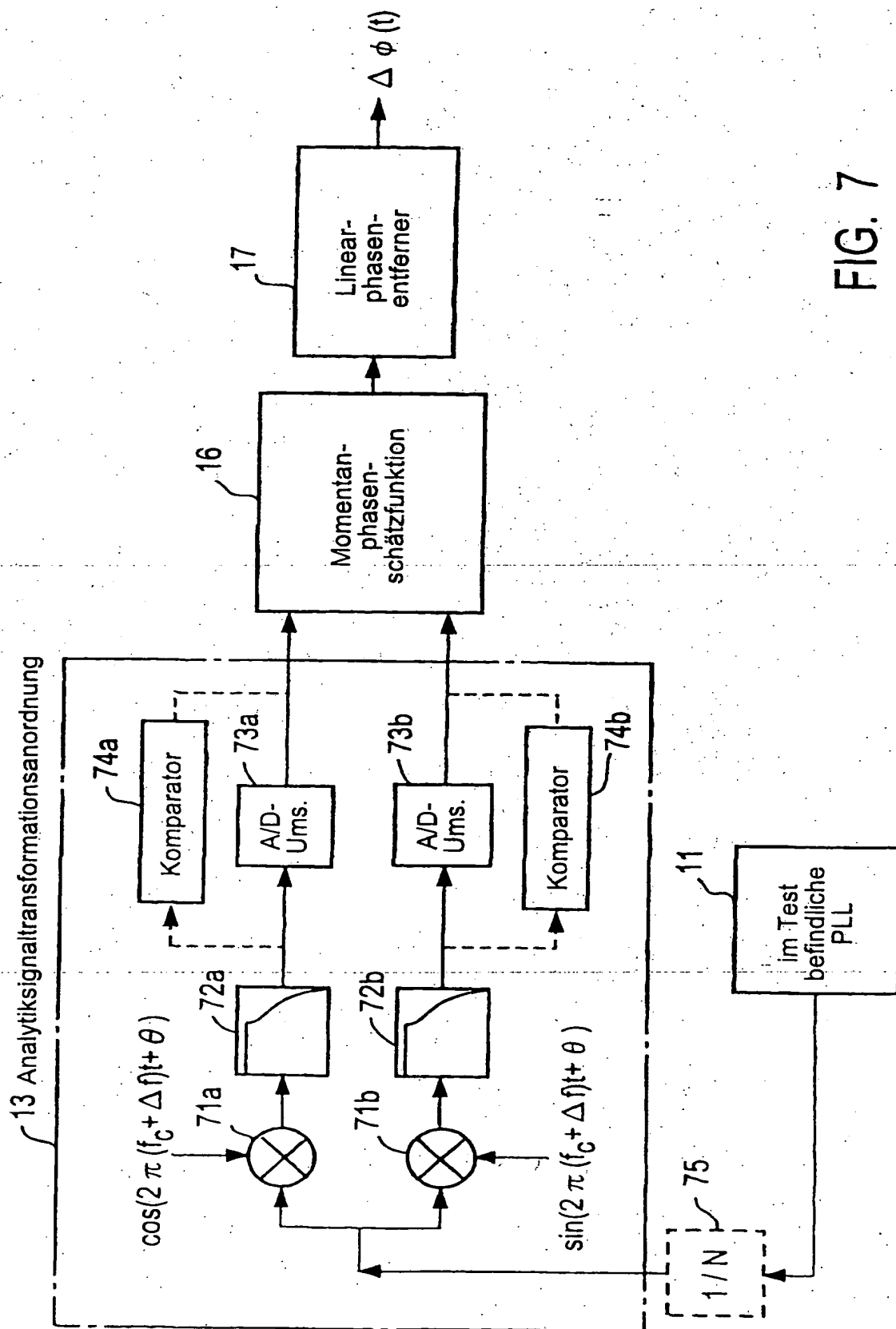


FIG. 7

FIG. 8

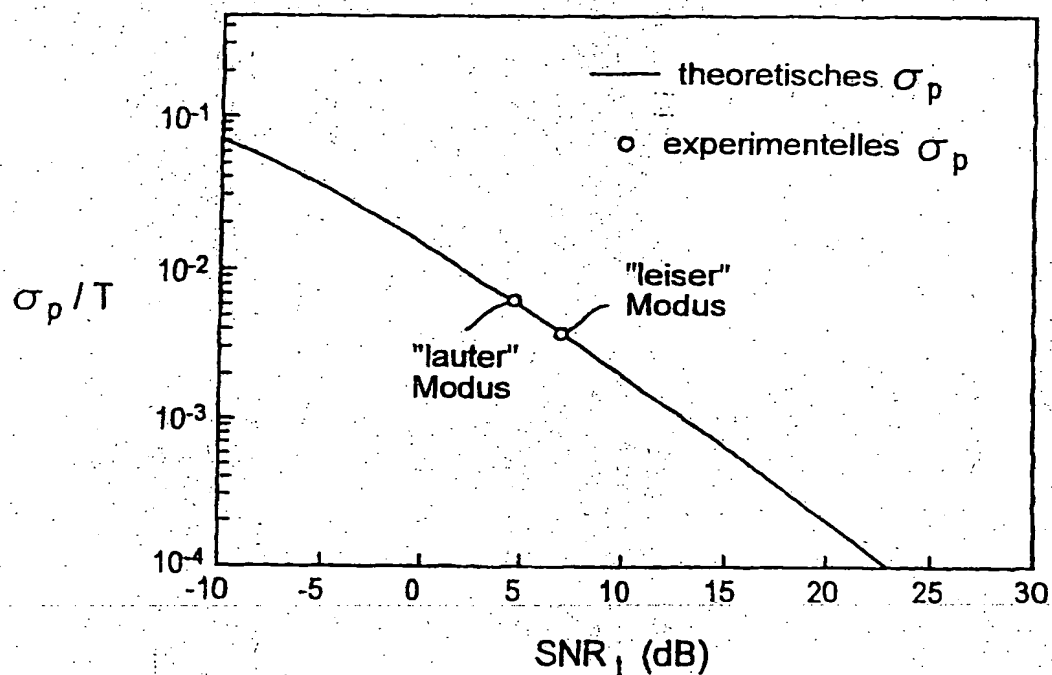
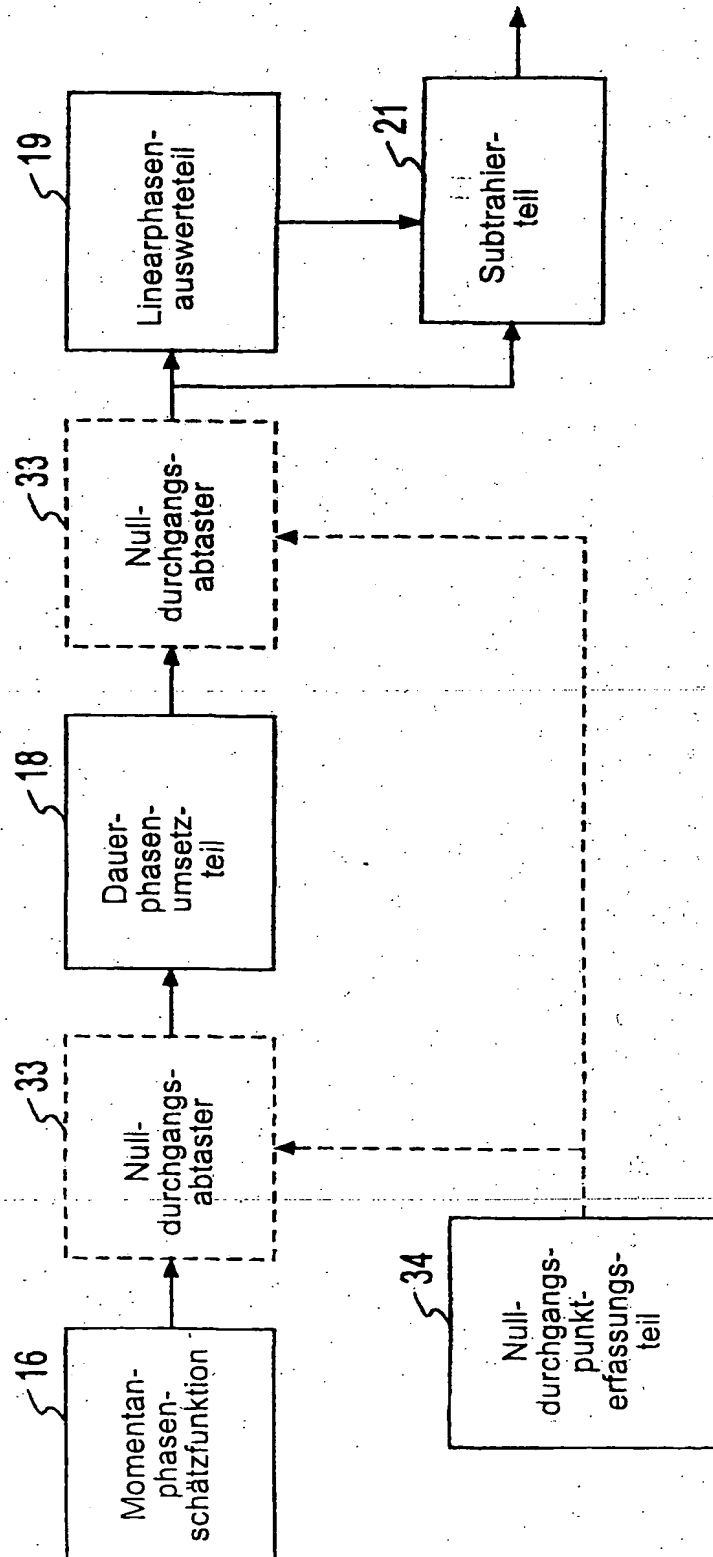


FIG. 9

Betriebs- modus	$\frac{\sigma_p}{T}$	SNRt	$\rho_{tt}$
leise	0,003741	6,936 dB	0,9119
laut	0,006274	4,610 dB	0,8619
Differenz	4,49 dBR	2,330dBR	—

FIG. 10



**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning  
Operations and is not part of the Official Record**

**BEST AVAILABLE IMAGES**

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ BLACK BORDERS
- ☐ IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- ☐ FADED TEXT OR DRAWING
- ☒ BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING
- ☐ SKEWED/SLANTED IMAGES
- ☐ COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS
- ☐ GRAY SCALE DOCUMENTS
- ☒ LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT
- ☐ REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY
- ☐ OTHER: \_\_\_\_\_

**IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.**

**As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.**